

(51)

Int. Cl.:

H 01 p

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

DEUTSCHES PATENTAMT



(52)

Deutsche Kl.: 21 a4, 73

(10)

(11)

(21)

(22)

(43)

# Offenlegungsschrift 1 591 559

Aktenzeichen: P 15 91 559.0 (S 112081)

Anmeldetag: 28. September 1967

Offenlegungstag: 8. Oktober 1970

Ausstellungspriorität: —

(30)

Unionspriorität

(32)

Datum: —

(33)

Land: —

(39)

Aktenzeichen: —

(54)

Bezeichnung: Hochfrequenzleitungsverbindung

(61)

Zusatz zu: —

(62)

Ausscheidung aus: —

(71)

Anmelder: Siemens AG, 1000 Berlin und 8000 München

Vertreter: —

(72)

Als Erfinder benannt: Deutsch, Dipl.-Phys. Dr. Josef, 8000 München;  
 Jung, Dipl.-Ing. Hans-Joachim, 8033 Planegg;  
 Maier, Dipl.-Ing. Hans-Günter, 8000 München

Benachrichtigung gemäß Art. 7 § 1 Abs. 2 Nr. 1 d. Ges. v. 4. 9. 1967 (BGBl. I S. 960): 3. 5. 1969

BEST AVAILABLE COPY

ORIGINAL INSPECTED

● 9.70 009 841/1457

11/80

W 1 1 0 7 1 3 3 7

Hochfrequenzleitungsverbindung  
-----

Die Erfindung bezieht sich auf eine kontaktlose Hochfrequenzleitungsverbindung, bei der die beiden Leitungsteile nur über eine an dem der Leitungsverbindung abgewandten Ende offene und wenigstens etwa  $\lambda/4$  lange, sich in axialer Richtung der zu verbindenden Leitungen erstreckende Stichleitung, im Betriebsfrequenzbereich hochfrequenzmäßig miteinander verbunden sind, insbesondere auf eine Verbindung für die Innenleiter von Koaxialleitungen.

Steckverbindungen in der Hochfrequenztechnik zeigen im Laufe der Zeit meist Kontaktstörungen, die entweder durch Abnutzung der Kontaktelemente oder durch Oxidation und dergleichen entstehen. Das Problem, eine gute Kontaktgabe

Gz/Sth

009841/1457

- 2 -

zu erzielen, besteht vor allen Dingen bei den Innenleitern von Koaxialleitungen, da an diesen der Kontaktdruck nicht beliebig groß gemacht werden kann, denn der hierzu erforderliche Axialschub würde sehr umfangreiche Stützmaßnahmen des Innenleiters im Außenleiter erfordern. Bei den Außenleiterverbindungen ist ein guter Kontakt eher möglich, da dort wegen der leichten Zugänglichkeit, z.B. unter Zuhilfenahme von Flanschverbindungen oder flanschartigen Verbindungen ein beliebiger Kontaktdruck und genügend große Kontaktflächen erreichbar sind.

Unvollständige Kontakte bei Hochfrequenzleitungen führen jedoch häufig zu erhöhten Reflexionen, zu vergrößerter Dämpfung oder es bilden sich Halbleitereffekte, besonders wenn an den Kontaktstellen Oxidschichten vorhanden sind. Hierdurch wird die Güte des Übertragungsweges häufig erheblich vermindert.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Hochfrequenzleitungsverbindung anzugeben, bei der diese Nachteile vermieden sind.

Diese Aufgabe wird bei einer Hochfrequenzleitungsverbindung, bei der die beiden Leitungsteile nur über eine an dem der Leitungsverbindung abgewandten Ende offene und wenigstens etwa  $\lambda/4$  lange, sich in axialer Richtung der zu verbindenden Leitungen erstreckende Stichleitung im Betriebsfrequenz-

bereich hochfrequenzmäßig miteinander verbunden sind, insbesondere bei einer Verbindung für die Innenleiter von Koaxialleitungen, gemäß der Erfindung dadurch gelöst, daß die Stichleitung ein festes Dielektrikum enthält, durch das die beiden Leitungsenden ohne galvanischen Kontakt steckbar miteinander verbunden sind.

Zwar ist es beispielsweise von den Drehkupplungen in koaxialer oder in Hohlleitertechnik her bekannt, anstelle einer kontaktierenden und schleifenden Leitungsverbindung eine  $\lambda/4$  Stichleitung vorzusuchen, die häufig auch in Richtung der Leiterachse sich erstreckt. Die Stichleitung ist jedoch dort nicht mit einem festen Dielektrikum ausgefüllt und die Zentrierung der Leiterenden aufeinander findet nicht über diese Stichleitung statt.

Theoretische Überlegungen und experimentelle Untersuchungen im Rahmen der Erfindung haben nun gezeigt, daß mit den erfindungsgemäßen kontaktlosen Steckern unerwartet hohe Bandbreiten erzielbar sind, insbesondere, wenn die folgenden Bemessungsregeln für die mit Dielektrikum gefüllte Stichleitung eingehalten werden und die angeführten Ausführungsbeispiele verwendet werden.

Zur Erzielung einer neutralen Steckverbindung ist es vorteilhaft, im Verbindungsbereich zwei Stichleitungen nach-

einander im Leitungszug anzuordnen, deren Abstand zweckmäßig größer als  $\lambda/4$ , vorzugsweise  $\lambda/2$  gewählt wird, wenn  $\lambda$  die mittlere Betriebswellenlänge ist.

Ein vorteilhaftes Ausführungsbeispiel besteht darin, daß die zu verbindenden Innenleiterenden zweier Koaxialleitungen über ein beidseits auf die gleiche Länge  $l_1$  im Durchmesser abgesetztes neutrales Steckerstück verbunden sind, dessen abgesetzte Enden unter Zwischenlage der dielektrischen Schicht in die buchsenförmig gestalteten Leiterenden eingesteckt sind, und daß bei dieser Anordnung die Länge  $l_2$  des nicht abgesetzten und mit dem zu verbindenden Leiter wenigstens etwa durchmessergleichen Mittelteils des neutralen Steckerstücks gleich oder kleiner  $2l_1$  bemessen ist.

Besonders günstig ist ein Ausführungsbeispiel, bei dem die auf die Länge  $l_1$  abgesetzten beiden Leiterenden der zu verbindenden Leiter in die ebenso langen buchsenförmig gestalteten Enden einer mit den Leitern im übrigen wenigstens etwa durchmessergleichen Hülse unter Zwischenlage der dielektrischen Schicht eingesteckt sind, und daß hierbei die Gesamtlänge des neutralen Zwischenstücks wenigstens etwas größer gewählt ist als  $2l_1$ .

Die Bandbreite einer so dimensionierten Verbindung steigt noch, wenn der Wellenwiderstand des durch die Hülse und

009841/1457

- 5 -

BAD ORIGINAL

den Außenleiter gebildeten Zwischenleistungsstücks um einige % größer gewählt ist als der der miteinander zu verbindenden, angrenzenden Koaxialleitungen. Andererseits wird der Reflexionsfaktor einer solchen Verbindung kleiner, wenn der Wellenwiderstand des durch die Hülse und den Außenleiter gebildeten Zwischenleistungsstücks um einige % kleiner gewählt ist als der der miteinander zu verbindenden angrenzenden Koaxialleitungen. Beide Maßnahmen bedingen natürlich eine gewisse Verschlechterung des jeweils nicht berücksichtigten anderen Faktors, also entweder des Reflexionsfaktors im erstgenannten Fall, oder der Bandbreite im zweiten Fall.

Es zeigte sich hierbei, wie auch später anhand von Schaubildern näher dargestellt und erläutert, daß über Bandbreiten, die größer als die Betriebsbandbreite von Hohlleitern (1,5/1) sind, Reflexionsfaktoren von weniger als 2 ‰ je Verbindung erzielt werden können. Die Dämpfung beträgt hierbei nur einige Tausendstel dB.

Nachstehend wird die Erfindung anhand von Figuren näher erläutert.

Die Fig.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer kontaktlosen Innenleiterverbindung, deren Leitungersatz-Schaltbild in der Fig.1a gezeigt ist. Bei der vorliegenden Koaxialleitung

sind mit 1 und 2 die zu verbindenden Innenleiterenden bezeichnet, während 3 eine Schicht aus gut isolierendem Dielektrikum ist. Bei der praktischen Ausführung solcher Innenleiterverbindungen hat sich als besonders günstig das Material Teflon für das Dielektrikum erwiesen, da es gute Gleiteigenschaften aufweist und geringe Verluste auch bei sehr hohen Frequenzen hervorruft.

Der Innenleiter 2 ist dabei steckerförmig ausgebildet, wozu er an seinem Ende auf die Länge  $l_1$  im Durchmesser abgesetzt ist. Das Innenleiterende 1 ist entsprechend auf mindestens die gleiche Länge  $l_1$  buchsenförmig gestaltet, und mit der dielektrischen Schicht 3 ausgekleidet, die allerdings auch am steckerförmigen Teil aufgebracht sein könnte. Für die Außenleiterenden 4 ist in der Fig.1 kein besonderes Verbindungsbeispiel angegeben, sie kann jedoch in ähnlicher Form erfolgen wie am Innenleiter oder auf irgendeine bekannte Art, z.B. mittels Flanschen.

Das Ersatzschaltbild nach der Fig.1 zeigt, daß die Innenleiter 1 und 2 über eine  $l_1$  lange Stichleitung mit dem Wellenwiderstand  $Z_1$  in Verbindung stehen.

Wird  $l_1 \sqrt{\epsilon_r} = \lambda/4$  gewählt, so ist der Fehler der Verbindung praktisch 0, während für  $l_1 \sqrt{\epsilon_r} > \lambda/4$  die Verbindung kapazitiv ist und für  $l_1 \sqrt{\epsilon_r} < \lambda/4$  induktiv. In diesen Formeln

ist  $\epsilon_r$  die relative Dielektrizitätskonstante der dielektrischen Schicht 3. Der dabei auftretende Fehler ist umso kleiner, je kleiner das Verhältnis  $Z_1/Z_L$  ist. Hierin ist  $Z_L$  der Wellenwiderstand der zu verbindenden Leitungen. Es ist also stets günstig, den Wellenwiderstand  $Z_1$  so klein wie möglich zu wählen und so klein als es herstellungstechnisch möglich ist. Praktisch realisierte Werte lagen bei Innenleiterdurchmessern von 3,5 mm in der Größenordnung von  $Z_1/Z_L = 1/20$ .

In vieler Hinsicht günstiger sind jedoch neutrale Steckverbindungen nach dieser Art, wie sie in den Figuren 2 und 3 dargestellt sind, und für die das Ersatzschaltbild nach Fig.4 gilt. Bei diesen Ausführungsbeispielen kontaktloser Innenleiterverbindungen, läßt sich nämlich auf einfache Weise durch die Abmessungen des neutralen Zwischenstückes gleichzeitig eine gute Fehlerkompensation erreichen. Nach der Fig.2 sind die Leitungsenden wie beim Innenleiter 1 nach der Fig.1 hülsenförmig ausgeführt. Das Verbindungselement hat beidseits Enden, die entsprechend dem Leitungsende 2 bei der Fig.1 ausgeführt sind. Die dielektrische Schicht ist wieder mit 3 bezeichnet, die Stichleitungslängen sind mit  $l_1$  bezeichnet, während  $l_2$  die Länge des nicht abgesetzten, mit den angrenzenden Innenleitern durchmessergleichen Zwischenstücks ist. Die Außenleiterverbindung erfolgt über Flansche oder flansch-



ähnlich gestaltete Leitungsenden, wofür Ausführungsbeispiele bekannt sind.

Bei der Fig.3 sind die Leitungsenden 2 steckerförmig ausgebildet und das Zwischenelement 5 besteht praktisch nur aus einer Hülse. Da mit  $l_2$  bei der Fig.2 praktisch der Stichleitungsabstand angegeben ist, wurde auch bei der Fig.3 hierfür  $l_2$  gesetzt, denn die Hülslenlänge entspricht hierbei praktisch dem Stichleitungsabstand. Die Schichtdicke des Dielektrikums ist nur einige Zehntel mm und dementsprechend dünn sind auch die Schichten 6 an den Stirnseiten der Steckelemente.

Für beide Ausführungsbeispiele gilt das elektrische Ersatzschaltbild nach der Fig.4, bei dem der mittlere Abstand der beiden Stichleitungen, die jeweils wieder, da sie gleichartig ausgeführt sind, den Wellenwiderstand  $Z_1$  haben, mit  $l_2$  bezeichnet ist. Die Stichleitungslängen sind hingegen  $l_1$  und der Wellenwiderstand, den das neutrale Zwischenelement mit dem Außenleiter bildet, ist mit  $Z_2$  bezeichnet. Wird nun ausgehend von diesem Ersatzschaltbild  $l_2 = l_1$  gewählt, was natürlich nur im Ausführungsbeispiel nach Fig.2 möglich ist, so ergibt sich im Bereich der Mittenfrequenz  $f_0$  des Übertragungsbereiches ein sehr flacher Verlauf des Reflexionsfaktors. Das rührt offenbar daher, daß bei der Frequenz  $f_0$  eine doppelte Nullstelle des Reflexionsfaktors auftritt, denn einerseits geht bei Annäherung an die Frequenz  $f_0$

der Blindwiderstand  $X$  der Stichleitung gegen 0, und andererseits kompensieren sich kleine Werte von  $X$  in der Nähe der Frequenz  $f_0$ , da  $l_2$  dann praktisch gleich  $\lambda/4$  ist, worin  $\lambda$  die mittlere Betriebswellenlänge ist. In größerem Abstand von der Mittenfrequenz tritt jedoch keine Kompensation mehr auf, sondern sogar Addition der beiden Blindwiderstände.

Es hat sich nun gezeigt, daß man zu wesentlich größeren Bandbreiten der Anordnung bei noch günstigeren Reflexionsfaktoren dadurch kommen kann, daß man  $l_2$  ungleich  $l_1$  wählt, und als ganz besonders günstiger Fall hat sich herausgestellt,  $l_2$  wenigstens etwa  $2l_1$  zu bemessen. Wird die Länge  $l_2$  kleiner als die Länge  $l_1$  der Stichleitung bemessen, was natürlich wieder nur im Fall der Fig.2 möglich ist, so durchläuft die Impedanzkurve zweimal den Anpassungspunkt, nämlich einmal bei der Frequenz  $f_0$  und ein zweites Mal bei einer Frequenz, die höher liegt als  $f_0$ . Günstiger ist jedoch eine Dimensionierung, bei der  $l_2$  größer als  $2/3 l_1$  ist, da bei weiterer Verkürzung der Reflexionsfaktor in der Umgebung von  $f_0$  sehr rasch ansteigt. Wird dagegen  $l_2$  größer als  $l_1$  bemessen, und damit größer als  $\lambda/4$ , so ergeben sich neben der Nullstelle des Reflexionsfaktors bei der Frequenz  $f_0$  nicht nur eine, sondern zwei weitere Nullstellen, die unterhalb und oberhalb von  $f_0$  liegen. Mit  $f_1$  ist im weiteren Text die Frequenz des unterhalb von  $f_0$

liegenden Nulldurchgangs des Reflexionsfaktors bezeichnet, während mit  $f_2$  die zum oberhalb  $f_0$  stattfindenden Nulldurchgang des Reflexionsfaktors gehörende Frequenz benannt ist. Die beiden Nulldurchgänge liegen jedoch nur dann frequenzmäßig symmetrisch zu  $f_0$  und ebenso ist der Impedanzverlauf, wie er später anhand der Figuren 5, 5a, 5b, 5c gezeigt ist, nur dann symmetrisch zur Mittenfrequenz  $f_0$ , wenn  $l_2 = 2l_1$  bemessen wird. Bei dieser Bemessung ist also der maximale Reflexionsfaktor zwischen den Nullstellen gleich groß. Dadurch ergibt sich eine sehr große Bandbreite bei relativ geringem maximalen Reflexionsfaktor.

Der erreichte Erfolg bei dieser Dimensionierung ist offenbar physikalisch so zu erklären, daß bei der Frequenz  $f_0$  die Stichleitungen wegen ihrer  $\lambda/4$  Dimensionierung an sich Kurzschlüsse an die Verbindungsstellen der Leitung transformieren, so daß Reflexionen nicht auftreten, während bei der Frequenz  $f_1$  die Leitungslänge  $l_2$  einer  $\lambda/4$ -Leitung entspricht, wodurch die Fehler der beiden Verbindungsstellen für Anordnungen nach den Figuren 2 oder 3 sich gegenseitig kompensieren. Ebenso liegt der Fall bei  $f_2$ , da dann das Leitungsstück  $l_2 = 3 \lambda/4$  Leitungslängen hat. Dabei ist  $\lambda$  die jeweilige Betriebswellenlänge.

In der Fig.5 ist ein Beispiel für den Verlauf des Reflexionsfaktors, abhängig vom Frequenzverhältnis  $f/f_0$  dargestellt.

$f$  ist dabei die laufende Betriebsfrequenz. Es ist daraus ersichtlich, daß Nullstellen des Reflexionsfaktors bei den Frequenzen  $f/f_0 = 0,5, 1$  und  $1,5$  auftreten. Ferner läßt sich daraus ersehen, daß die beiden Schleifen symmetrisch zur reellen Achse liegen. Man kann der Darstellung entnehmen, daß die Bandbreite einer solchen Verbindung bei annehmbaren Reflexionsfaktoren größer als  $3/1$  sind. So ergab sich für ein Wellenwiderstandsverhältnis  $Z_1/Z_0 = 0,1$  eine Bandbreite von  $3,5/1$  bei einem maximalen Reflexionsfaktor von nur  $3\%$ . An sich könnte dieser Reflexionsfaktor noch dadurch verringert werden, daß das Verhältnis  $Z_1/Z_0$  noch geringer gewählt wird. Dies ist jedoch in fertigungstechnischer Hinsicht schwierig, da dann die schon erwähnte Dielektrikumschicht aus Teflon für eine steckbare Verbindung untragbar dünn wird.

Überlegungen und Versuche im Rahmen der Erfindung haben jedoch gezeigt, daß durch besondere Dimensionierung des Wellenwiderstandes des Transformationsleitungsstückes mit der Länge  $l_2$  (siehe Figuren 2 und 3) sich noch günstigere Verhältnisse hinsichtlich Reflexionsfaktor und Bandbreite erreichen lassen. Es hat sich gezeigt, daß durch Verringerung des Wellenwiderstandes  $Z_2$  des Leitungsstückes  $l_2$  der Reflexionsfaktor noch verkleinert werden kann, wobei dann die Nulldurchgänge des Reflexionsfaktors näher bei  $f_0$  zu liegen kommen. Dadurch wird auch der Reflexionsfaktor zwischen den Nullstellen kleiner, was jedoch mit einer

009841/1457

- 12 -

BAD ORIGINAL

gewissen Einbuße an Bandbreite verbunden ist. Man wird also diese Dimensionierung zweckmäßig dann vornehmen, wenn, wie es bei Richtfunkverbindungen häufig erwünscht ist, der Reflexionsfaktor möglichst gering bleiben soll, die Anforderungen an die Bandbreite jedoch nicht so hoch sind. Beispiele für eine derartige Dimensionierung sind in den Figuren 5a bis c dargestellt. Bei der Figur 5 ist dabei das Impedanzverhältnis  $Z_0/Z_2 = 1$ . Bei der Fig. 5a ist dieses Verhältnis 1,01, bei der Fig. 5b gleich 1,02 und bei der Fig. 5c gleich 1,03. Bei all diesen Figuren war das Verhältnis Wellenwiderstand der Stichleitungen zu dem der zu verbindenden Koaxialleitungen  $Z_1/Z_0$  gleich 0,05. Solche Wellenwiderstandsverhältnisse sind bei 3,5/9,5 Koaxialleitungen noch ohne Schwierigkeiten zu verwirklichen. Wie ersichtlich, können damit über ein ganzes Hohlleiterband mit einer Bandbreite von etwa 1,5/1 Reflexionsfaktoren  $r$  von wenigen Promillen erreicht werden. So zeigt die Fig. 5b, daß der Reflexionsfaktor  $r$  im Bereich von  $0,7 f_0$  und  $1,3 f_0$  kleiner als 2 ‰ ist. Als Material für die isolierende Dielektrikumschicht diente in allen Fällen ein Teflon-Schlauch.

In der Fig. 6 ist schließlich anhand eines Diagrammes dargestellt, wie der Reflexionsfaktor  $r$  in Abhängigkeit vom gewählten Verhältnis  $Z_1/Z_0$  abhängt, wenn eine bestimmte Bandbreite verlangt wird, oder ein bestimmtes Wellenwider-

standsverhältnis  $Z_0/Z_2$  angenommen wird. Die gestrichelten Linien sind dabei Parameter für gleiches Wellenwiderstands-<sup>verhältnis</sup>  $a = Z_0/Z_2$ . Die ausgezogenen Linien sind Parameter für konstante Bandbreite,  $B = 3/1$  bis  $1,5/1$ . Die entsprechenden Werte sind bei den jeweiligen Kurven angetragen. Man kann also aus diesem Diagramm für eine verlangte Bandbreite und einen vorausgesetzten Reflexionsfaktor  $r$ , die Verhältnisse  $Z_1/Z_0$  bzw.  $Z_0/Z_2$  entnehmen.

Es ist auch möglich, die Bandbreite der Verbindung, allerdings auf Kosten eines größeren Reflexionsfaktors, dadurch zu erhöhen, daß man das Verhältnis  $Z_0/Z_2$  kleiner wählt als 1. Dies kann in Fällen von Bedeutung sein, wo eine äußerst große Bandbreite bei geringen Forderungen an die Reflexionseigenschaften der Verbindung erwünscht ist. Die hierzu notwendigen Änderungen des Verhältnisses  $Z_0/Z_2$  sind, wie in umgekehrten, oben geschilderten Fall ebenfalls wieder nur einige %. Die in jeder Hinsicht elektrisch sehr günstige Ausführung nach der Fig. 3 hat zusätzlich den Vorteil, daß der Innendurchmesser des Röhrchens 5 kleinere Fertigungstoleranzen erlaubt als der Innendurchmesser eines Sackloches, wie es bei den Leitungsenden anderer Verbindungen notwendig wird.

Die Verluste derartiger Leitungsverbindungen werden in erster Linie durch Stromverluste auf der Leiteroberfläche hervorgerufen. Demgegenüber sind die dielektrischen Ver-

luste vernachlässigbar klein. Diese waren z.B. bei praktischen Ausführungsbeispielen von Steckverbindungen der erfindungsgemäßen Art, bei denen als Dielektrikum ein Teflon-Schlauch von 0,1 mm Wandstärke verwendet wurde, im Frequenzbereich um 6 GHz kleiner als  $10^{-3}$  dB pro Verbindung. Die Gesamtverluste einer solchen erfindungsgemäßen Verbindung sind kleiner als 0,01 dB.

Im Prinzip läßt sich die angegebene Verbindungsmethode schließlich auch ohne weiteres auf die Außenleiter von Koaxialleitungen, bzw. auf Hohlleiterverbindungen anwenden.

6 Figuren

8 Patentansprüche

P a t e n t a n s p r ü c h e

1. Kontaktlose Hochfrequenzleitungsverbindung, bei der die beiden Leitungsteile nur über eine an dem der Leitungsverbindung abgewandten Ende offene und wenigstens etwa  $\lambda/4$  lange, sich in axialer Richtung der zu verbindenden Leitungen erstreckende Stichleitung im Betriebsfrequenzbereich hochfrequenzmäßig miteinander verbunden sind, insbesondere Verbindung für die Innenleiter von Koaxialleitungen, dadurch gekennzeichnet, daß die Stichleitung ein festes Dielektrikum enthält, durch das die beiden Leitungsenden ohne galvanischen Kontakt steckbar miteinander verbunden sind.
2. Hochfrequenzleitungsverbindung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zu verbindenden Leitungsenden als Stecker- und Buchsenteil ausgebildet sind und das Dielektrikum auf einem dieser Teile schichtförmig aufgebracht ist.
3. Hochfrequenzleitungsverbindung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zwei Stichleitungen hintereinander angeordnet sind, so daß sich eine neutrale Steckverbindung ergibt.



4. Hochfrequenzleitungsverbindung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Abstand der beiden Stichleitungen größer ist als  $\lambda/4$ , vorzugsweise etwa  $\lambda/2$  ist, wobei  $\lambda$  die mittlere Betriebswellenlänge ist.
5. Hochfrequenzleitungsverbindung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die zu verbindenden Innenleiterenden zweier Koaxialleitungen über ein beidseits auf die gleiche Länge  $l_1$  im Durchmesser abgesetztes neutrales Steckerstück verbunden sind, dessen abgesetzte Enden unter Zwischenlage der dielektrischen Schicht in die buchsenförmig gestalteten Leiterenden eingesteckt sind, und daß bei dieser Anordnung die Länge  $l_2$  des nicht abgesetzten und mit dem zu verbindenden Leiter wenigstens etwa durchmessergleichen Mittelteils des neutralen Steckerstücks gleich oder kleiner  $2l_1$  bemessen ist.
6. Hochfrequenzleitungsverbindung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die auf die Länge  $l_1$  abgesetzten beiden Leiterenden der zu verbindenden Leiter in die ebenso langen buchsenförmig gestalteten Enden einer mit den Leitern im übrigen wenigstens etwa durchmessergleichen Hülse unter Zwischenlage der dielektrischen Schicht eingesteckt sind, und daß hierbei die Gesamtlänge des neutralen Zwischenstücks wenigstens etwas größer gewählt ist als  $2l_1$ .

009841/1457

BAD ORIGINAL

7. Hochfrequenzleitungsverbindung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Wellenwiderstand des durch die Hülse und den Außenleiter gebildeten Zwischenleitungsstücks zur Erreichung möglichst großer Bandbreite der Verbindung um einige % größer gewählt ist, als der der miteinander zu verbindenden angrenzenden Koaxialleitungen.
8. Hochfrequenzleitungsverbindung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Wellenwiderstand des durch die Hülse und den Außenleiter gebildeten Zwischenleitungsstücks zur Erreichung eines möglichst geringen Reflexionsfaktors der Verbindung um einige % kleiner gewählt ist, als der der miteinander zu verbindenden angrenzenden Koaxialleitungen.

009841/1457

BAD ORIGINAL

Fig. 1

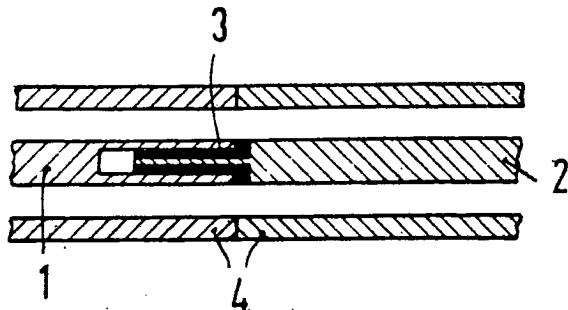


Fig. 1 a

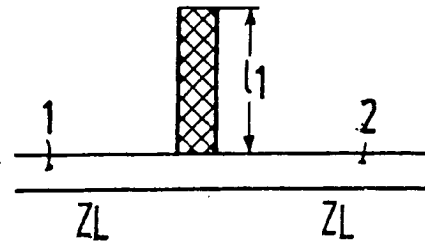


Fig. 2

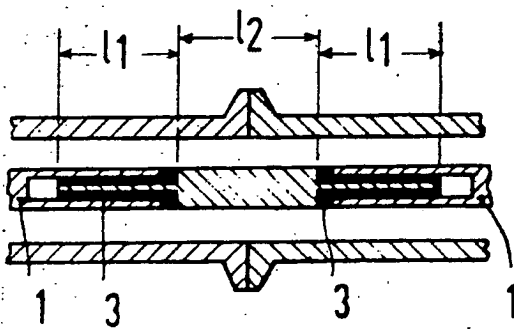


Fig. 3

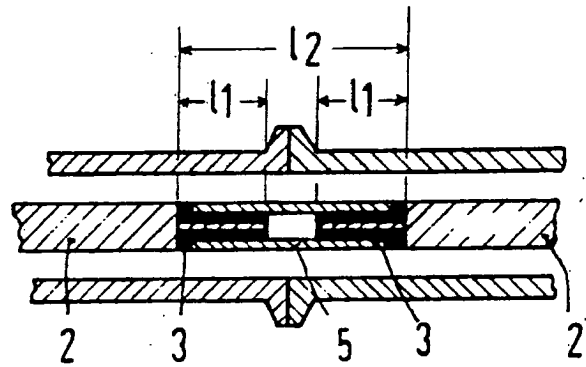
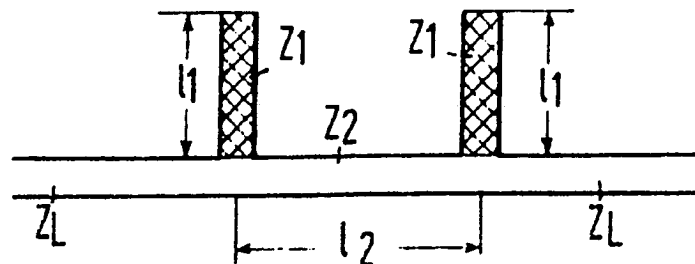


Fig. 4



009841/1457

ORIGINAL INSPECTED

Fig.5

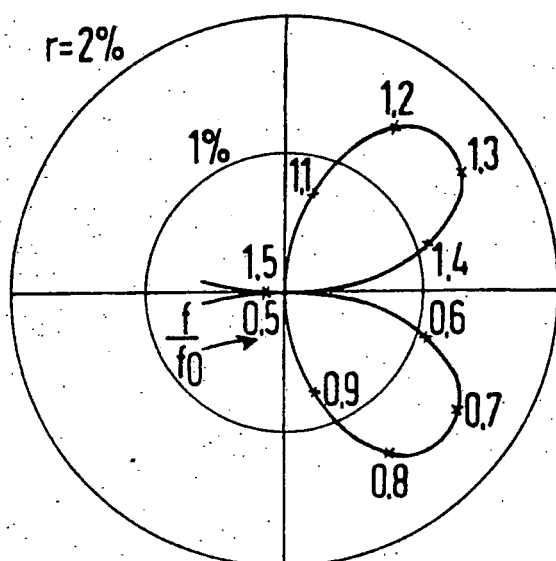


Fig. 5a

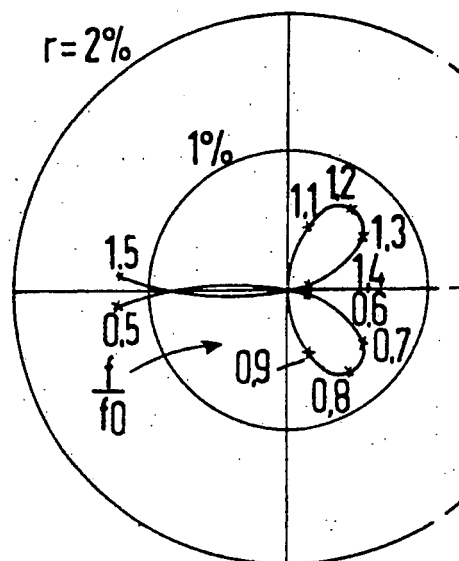


Fig. 5 b

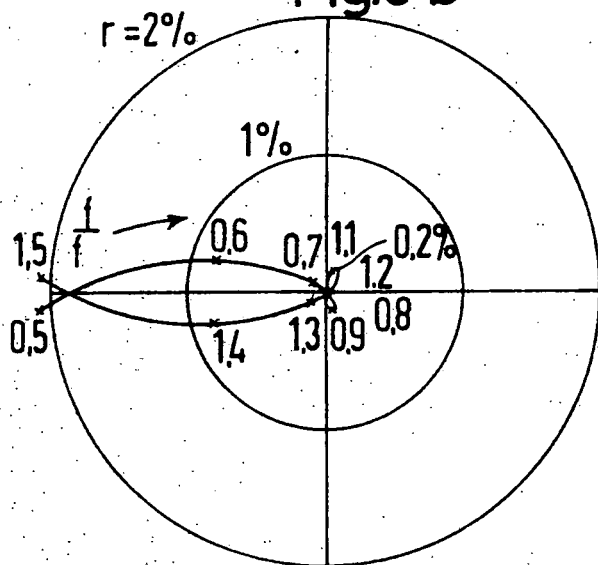


Fig. 5c

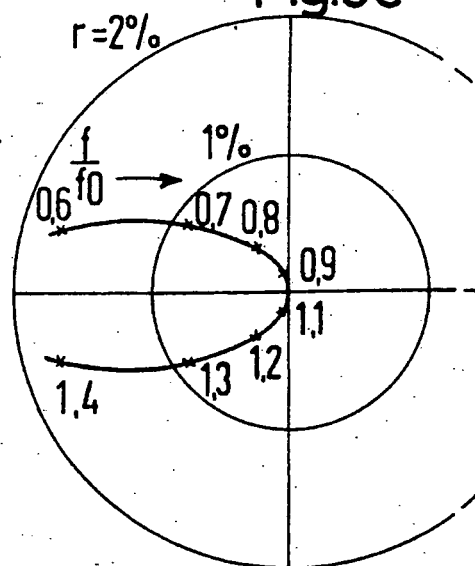
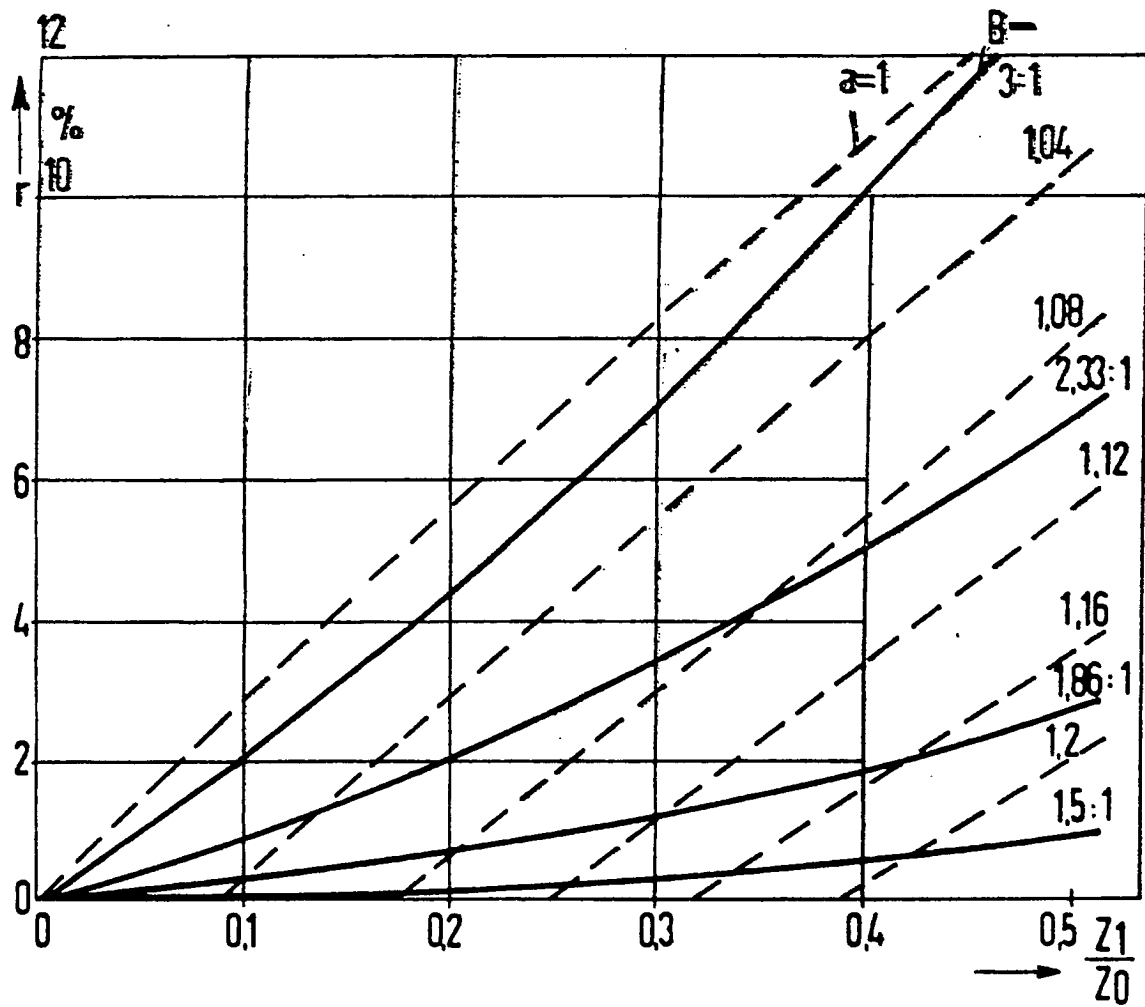


Fig. 6



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**